



0400
07/11/01

500.40287X00

42

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): T. AKIYAMA.

Serial No.: 09 / 887,067

Filed: JUNE 25, 2001

Title: "A RECEIVING APPARATUS FOR SIGNAL TRANSMISSION
SYSTEM OF ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION
MULTIPLEXING TYPE".

LETTER CLAIMING RIGHT OF PRIORITY

Assistant Commissioner for
Patents
Washington, D.C. 20231

AUGUST 8, 2001

Sir:

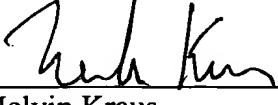
Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55, the applicant(s) hereby claim(s)
the right of priority based on:

Japanese Patent Application No. 2000 - 192323
Filed: JUNE 27, 2000

A certified copy of said Japanese Patent Application is attached.

Respectfully submitted,

ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS, LLP



Melvin Kraus
Registration No. 22,466

MK/rp
Attachment

E 5992-01 EO

#2

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office

出願年月日

Date of Application:

2000年 6月27日

出願番号

Application Number:

特願2000-192323

出願人

Applicant(s):

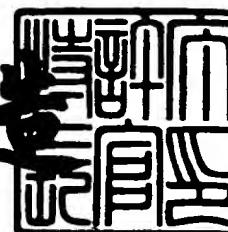
株式会社日立国際電気

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 6月11日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕



出証番号 出証特2001-3054084

【書類名】 特許願
【整理番号】 PA121116
【提出日】 平成12年 6月27日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04J 1/00
【発明者】
【住所又は居所】 東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式会社 小金井工場内
【氏名】 秋山 俊之
【特許出願人】
【識別番号】 000005429
【氏名又は名称】 日立電子株式会社
【代表者】 曽我 政弘
【電話番号】 042-322-3111
【手数料の表示】
【予納台帳番号】 036537
【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
【物件名】 明細書 1
【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1
【フルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直交周波数分割多重変調方式の伝送装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 位相が互いに直交する複数本の搬送波(以下キャリアと称す)を用いて情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記複数本のキャリアには、受信信号の復調の際の基準信号ベクトルを再生するのに用いられるパイロット信号が時間方向に所定シンボル間隔で、キャリア方向に所定キャリア間隔で挿入されている伝送装置において、受信信号から抽出したパイロット信号を内挿演算して基準信号ベクトルを再生する回路部に、少なくとも上記パイロット信号を時間方向に内挿演算して基準信号ベクトルを再生する時間方向内挿回路を有すると共に、該時間方向内挿回路の帯域制限特性を伝送状況に応じ切り換える手段を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項2】 位相が互いに直交する複数本の搬送波(以下キャリアと称す)を用いて情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記複数本のキャリアには、受信信号の復調の際の基準信号ベクトルを再生するのに用いられるパイロット信号がキャリア方向に所定キャリア間隔で、時間方向に連続的に挿入されている伝送装置において、受信信号から抽出したパイロット信号を内挿演算して基準信号ベクトルを再生する回路部に、上記パイロット信号を時間方向に帯域制限する時間方向のフィルタ手段を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項3】 請求項2に記載の伝送装置において、上記時間方向のフィルタ手段の帯域制限特性を伝送状況に応じ切り換える切換手段を有することを特徴とする伝送装置。

【請求項4】 請求項3に記載の伝送装置において、上記切換手段で設定するモードとして、上記時間方向のフィルタ手段を通さないモードあるいは該時間方向のフィルタ手段で帯域制限をしない特性のモードを有することを特徴とする伝送装置。

【請求項5】 請求項1または3乃至4に記載の伝送装置において、上記時間方向の帯域制限特性を切り換える際、上記受信信号を上記パイロット信号の内

挿演算による遅延時間だけ遅延する遅延手段の遅延時間を切り換え制御する制御手段を有することを特徴とする伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、伝送方式として、互いに直交する複数本の搬送波(キャリア)で情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 以下OFDM方式と記す)を用いた伝送装置であって、特にこのOFDM方式の複数本のキャリアを同期検波を用いる変調方式(以下、同期変調方式と称す)で変調するOFDM方式の伝送装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、無線装置の分野では、マルチパスフェージングに強い変調方式として、OFDM方式が脚光を集め、欧洲や日本を始めとする各国の次世代のテレビ放送、FPU(Field Pick-up Unit)、無線LAN等の分野で多くの応用研究が進められている。この内、UHF帯の地上波ディジタル放送の開発動向と方式については、「映像情報メディア学会誌」1998 Vol. 52, No. 11に、詳しく開示されている。

従来例として、日本のUHF帯の地上波ディジタル放送方式のシステム構成を取り上げて説明する。但し、このシステムは、非常に複雑な構成であるため、ここでは、本発明の理解に必要な範囲について簡単化して説明する。

図5はこの放送システムのキャリア構造を説明する図である。約1400本のキャリアは、13セグメントの区間に分割されている。

伝送する信号としては、3チャンネル(3階層)の情報符号まで同時に伝送でき、各階層が使用するセグメント数と変調方式を自由に選択できる。

なお、該変調方式としては、同期検波を用いる変調方式(同期変調方式)と差動検波を用いる変調方式(差動変調方式)が用意されている。

なおここでは、本発明が、上記変調方式の内の同期変調方式を用いた伝送装置に関するものであるため、この同期変調方式として、例えば64値直交振幅変調

(64QAM: 64 Quadrature Amplitude Modulation)方式で、全セグメントを変調するキャリア部分の構造について更に詳しく説明する。

【0003】

図6は、同期変調方式で変調するセグメントのキャリア構造を更に詳しく説明する図である。

ここで、1階層の情報符号の伝送に全セグメントを使用するモードの場合は、同様の構造がその帯域内に渡って繰り返されると考えて良い。

図6において、横方向は周波数、縦方向は時間の経過を表し、横と縦の方向に並んだ四角印「□」は、それぞれが1つのキャリアを表す。従って、縦方向に並ぶ四角印「□」の1列が、OFDM信号を構成する1つのシンボルを表す。

SPと書かれた四角印「□」は、復調の際の基準信号を再生するのに用いられるパイロット信号の位置を示している。また、何も書かれていない「□」は、64QAMで変調された信号位置を表している。

ここで、パイロット信号は周波数方向と時間方向にばらまかれた配置になっているため、SP(Scattered Pilot)と銘々されている。

ただし、図6はSPの配置を模式的に示しただけであり、本来であれば記載しなければならない、制御信号伝送用のTMCC(Transmission and Multiplexing Configuration Control)キャリア、付加情報AC(Auxiliary Channel)は、省略してある。

また、地上波ディジタル放送方式では時間方向にSPがあるキャリアの横方向の間隔は3本間隔であるのに対し、図6では5本間隔に変更してある。これは後述の本発明の説明を表現し易いように変更したものであって、本質的な内容は変わらない。つまり、図6は、従来方式の1つのバリエーションと考えることができる。

【0004】

ところで、64QAM方式の信号点は、図7の直交座標面に破線の丸印「○」で示す64個の信号点で構成され、各信号点はそれぞれ6ビットからなる、互いに異なる符号列に対応させられている。

64QAM方式による変調処理は、入力された符号列を6ビット単位に分割し

、上記64個の信号点の中から分割した各6ビットの符号に対応する信号点、例えば実線の丸印「○」の信号点を選択し、選択された信号点に対応する変調信号を出力することで実施される。

一方、受信された変調信号は、伝送される過程で雑音、その他の影響を受けて歪み、受信信号の信号点は、例えば、図7の実線の丸印「○」の位置からバツ印「×」の位置に移動してしまう。

64QAMの復調処理は、図7の破線の丸印「○」で示す64QAMの信号点の中から、バツ印「×」で示す受信信号の信号点に最も近い信号点を選択し、選択した信号点に対応する6ビットの符号を出力することによって実施される。

この復調処理を実施するには、受信信号に対する破線の「○」の正しい信号点位置を知る必要があるが、その位置を再生するには、例えば図7の信号空間上の座標点aの正確な位置を表す基準信号ベクトルの向きと大きさが分かればよい。

【0005】

ところで、受信信号の基準信号ベクトルの向きと大きさは、伝送系で発生するマルチパス等の影響を受け、図8のように位相が回転し振幅も変化してしまう。

このように基準信号ベクトルの位相と大きさは、各時間あるいは各キャリア毎に変化するが、その変化の仕方は通常滑らかな曲線を描き、時間方向とキャリア方向に強い相関を持つ。そのため、図6の任意のシンボルの任意のキャリアの変調信号Aに対する基準信号ベクトルは、まばらに伝送された複数のSP信号を内挿して求めることができる。図6では、この内挿演算を効率的に実施できるようにSPを配置している。

図6のキャリア構造の信号から基準信号ベクトルを再生する方法については、地上波デジタル放送方式には特に規定はない。しかし、例えば、図9に示す回路で実現できる。

図9はOFDM方式の受信装置において、基準信号ベクトルの再生に使用されている回路部分を抜き出して示したものである。

高速フーリエ変換回路(FFT:Fast Fourier Transform)5から出力された受信信号は、時間方向内挿回路6と遅延回路7に入力される。この内、時間方向内挿回路6では、受信信号からバイロット信号SPを取り出し、図10に斜線で

示すように、時間方向にパイロット信号SPを含むキャリア毎に所定のタップ数のデジタルLPFで処理し、時間方向に内挿された基準信号ベクトル信号として出力する。ここで、デジタルLPFの各タップ係数は、この時間方向内挿回路6内の係数メモリに記憶されているものとする。なお、このSPが配置されているキャリアを、以後、SPキャリアと記す。

【0006】

図11は、図6の一点鎖線3のキャリアを取り上げ、上記の時間方向の内挿方法を模式的に示したものである。横軸は時間軸でありシンボル毎に目盛を付してある。○印を付した縦線は、受信されたSPの信号ベクトルを表している。

ここで、或るSP、例えばSP1が受信された後、次のSP2が受信されるまでの間のシンボルの基準信号ベクトル信号は、時間的に前後する位置にある複数のSPの信号ベクトルを用い、一定タップ数のLPFにより内挿して求める。

この時間方向の内挿演算により、図10の斜線を付した5本間隔のキャリアの基準信号ベクトルが算出される。この時、LPFの演算では、タップ数と同じシンボル数の信号が必要になり、内挿信号はタップ数の約半分のシンボル数遅れて出力される。

遅延回路7は、受信信号のタイミングをこの内挿信号のタイミングに合わせるために挿入した回路である。

一方、図6のSPが配置されていないキャリアにある変調信号Aの基準信号ベクトルは、SPキャリアの基準信号ベクトルをキャリア方向に内挿して求める。図9のキャリア方向内挿回路8は、この内挿演算を実施する回路である。

【0007】

図12は、図10の一点鎖線4のシンボルを取り上げ、上記のキャリア方向の内挿方法を模式的に示したものである。横軸は周波数軸であり、キャリア位置毎に目盛を付してある。太い矢印は時間軸方向に内挿して求めた図10の斜線を付したキャリアの基準信号ベクトルW(1), W(5+1), W(2×5+1), ……を表している。ここで、括弧内の数字はキャリア番号である。

太い矢印の無いキャリア位置Aの基準信号ベクトルは次の様にして算出する。まず、図12の太い矢印が無いキャリアのベクトルの大きさを0として得られる

信号 $W(1), 0, \dots, 0, W(5+1), 0, \dots, 0, W(2 \times 5 + 1), \dots$ を、例えばタップ数 23 タップの通常のデジタル LPF に通すことによって、破線で表す滑らかな内挿信号を算出する。この様にして算出した内挿信号を、変調信号 A の基準信号ベクトルとして出力する。

キャリア方向内挿回路 8 で再生された基準信号ベクトル信号と、遅延回路 7 でタップ数の約半分のシンボル数だけ遅延された受信信号は、64QAM 複調回路 9 に入力され、図 8 のように変形した信号点位置を、図 7 の正しい位置に直すことにより、情報符号を復調することができる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、高速度で移動中の車等から無線で上記 OFDM 信号を伝送すると、ドップラーフェージングにより、時間方向に並ぶ SP キャリアの位相角に、回転振動が発生する。その回転周波数は移動速度が速いほど高周波数になる。

例えば、7GHz 帯を用いる無線伝送装置において、時速 25km で移動しながら受信すると、最大約 160Hz のドップラー周波数が発生する。その結果、SP キャリアの位相角も、同じ最大約 160Hz の周波数で回転し始める。

移動速度が上がると、それに比例してドップラー周波数、SP キャリアの位相の回転周波数も上昇する。

OFDM 方式は、マルチパスフェージングあるいはドップラーフェージングに強い方式として注目されている。そこで、その特徴であるドップラーフェージングによる高速度での移動体無線に対する耐性を最大限に上げるため、時間方向の上記内挿演算に用いられる時間方向内挿回路において制限する帯域幅としては、通常、SP キャリアを時間方向に挿入する頻度で決まるサンプリング周波数のナイキスト限界周波数か、これよりやや低い周波数に設定することが好ましい。

例えば、図 6 のシンボル周波数を、約 19kHz、SP キャリアの挿入頻度を 4 シンボルに 1 つとすると、ナイキスト周波数は、約 $19\text{kHz} / 8 = 2\text{kHz}$ になるので、時間方向内挿回路の帯域幅は、2kHz 幅に設定することになる。なお、内挿後の信号に許される歪みの量に対する条件から、実際には、この場合でも、 $2\text{kHz} / 8 = 250\text{Hz}$ 程度のドップラー周波数に対応するのが限界で

ある。

【0009】

一方、O F D M方式の伝送装置と言えども、常に移動体に搭載され使用されるものとは限らない。伝送装置を目的地に移動した後固定して使用したり、移動しながら使用しても、その速度が低い場合がある。この様な使用方法の場合、往々にして、符号誤り率が低く、良質な情報符号をできるだけ遠方まで伝送することを要求される。

従って、従来の伝送装置では、前者の高速度での移動体無線伝送用の伝送装置と、後者の遠方への伝送に適した伝送装置では、それぞれ要求される特性が異なるため、前もって別々の特性を持つ2種類の伝送装置を用意しておく必要があり、1台1台の伝送装置の稼働率が下がり無駄が発生する問題があった。

また、伝送現場において、急に伝送形態を変更する必要が生じた場合、例えば高速度での移動体無線伝送を中止し半固定で遠方に伝送する必要が生じた場合、遠方への伝送用としては性能が劣る前者の伝送装置を、そのまま我慢して、用いざるを得なくなる等の問題が生じた。

本発明は、これらの欠点を除去し、1台で、高速度での移動体無線伝送に適した伝送装置と遠方への伝送に適した伝送装置とに容易に使い分けることができ、また現場における伝送状況の急変にも容易に対応可能で、使い勝手の良好な同期変調方式を用いるO F D M方式の伝送装置を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】

本発明は上記の目的を達成するため、位相が互いに直交する複数本のキャリアを用いて情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記複数本のキャリアには、受信信号の復調の際の基準信号ベクトルを再生するのに用いられるパイロット信号が時間方向に所定シンボル間隔で、キャリア方向に所定キャリア間隔で挿入されている伝送装置において、受信信号から抽出したパイロット信号を内挿演算して基準信号ベクトルを再生する回路部に、少なくとも上記パイロット信号を時間方向に内挿演算して基準信号ベクトルを再生する時間方向内挿回路を有すると共に、該時間方向内挿回路の帯域制限特性を伝送状況

に応じ切り換える手段を有する構成としたものである。

また、位相が互いに直交する複数本のキャリアを用いて情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記複数本のキャリアには、受信信号の復調の際の基準信号ベクトルを再生するのに用いられるパイロット信号がキャリア方向に所定キャリア間隔で、時間方向に連続的に挿入されている伝送装置において、受信信号から抽出したパイロット信号を内挿演算して基準信号ベクトルを再生する回路部に、上記パイロット信号を時間方向に帯域制限する時間方向のフィルタ手段を有する構成としたものである。

更に、上記時間方向のフィルタ手段の帯域制限特性を伝送状況に応じ切り換える切換手段を有する構成としたものである。

また、上記切換手段で設定するモードとして、上記時間方向のフィルタ手段を通さないモードあるいは該時間方向のフィルタ手段で帯域制限をしない特性のモードを有する構成としたものである。

更にまた、上記時間方向の帯域制限特性を切り換える際、上記受信信号を上記パイロット信号の内挿演算による遅延時間だけ遅延する遅延手段の遅延時間を切り換える制御手段を有する構成としたものである。

【0011】

その結果、本発明では、伝送装置を高速度での移動体無線で使用する場合は、時間方向内挿回路を、時間方向にパイロット信号を有するキャリアの挿入頻度で決まるナイキスト周波数にほぼ等しい広い帯域幅の特性に切り換える。

この操作により、OFDM方式の特徴であるマルチパスフェージングあるいはドップラーフェージングに強く、高速度での移動体無線に対する耐性が高い伝送装置として使用することができるようになる。

一方、目的地に移動した後固定して使用したり、移動する場合でもその速度が低い場合は、時間方向内挿回路を、狭い帯域幅の特性に切り換える。

例えば、帯域幅が約250Hzの時間方向内挿回路を選択する。この場合、 $250\text{Hz} / 8 = 30\text{Hz}$ のドップラー周波数までしか内挿処理できないため、約5km/hrの移動速度が、使用可能な限界となる。

しかしながら、この時間方向内挿回路の帯域幅(250Hz)は、前記高速度で

の移動体無線で用いられる広帯域幅(2 kHz)の時間方向内挿回路より帯域幅が狭いため、雑音を、約 $10 \times 10 \log(2 \text{ kHz} / 250 \text{ Hz}) = 9 \text{ dB}$ 低減できる効果が得られる。

この操作により、基準信号ベクトルに混入する雑音レベルを低減し、符号誤り率が低く良質な情報符号を遠方まで伝送することができる伝送装置として使用することができるようになる。

この様に、本発明を用いると、帯域制限特性を伝送状況に応じ切り換える切換手段の操作一つで、用途に応じた特性に適合する伝送装置が得られる。

そのため、各用途に適したそれぞれの伝送装置を用意しなければならないと言った無駄が生じることがなく、また現場における状況(伝送形態)の急変に容易に対応可能な、使い勝手の良好な同期変調方式を用いるOFDM方式の伝送装置を得ることができる。

【0012】

【発明の実施の形態】

以下、本発明による直交周波数分割多重変調伝送装置について、図示の実施例により詳細に説明する。

図1は、本発明による第1の実施例の構成を示すもので、OFDM方式の受信装置の基準信号ベクトルを再生する回路部分を抜き出したものである。図9の従来の回路と異なる第1の点は、時間方向内挿回路に用いられるLPFの係数値を記憶する係数メモリを、時間方向内挿回路10の外部に出したことである。従来の回路と異なる第2の点は、上記係数メモリを2つ以上設け、制御回路18を介して操作装置13により、スイッチ13aを切り換える構成とし、伝送状況(用途)に応じて、最適な係数値を用いるようにした点である。

従来回路と異なる第3の点は、複数の係数メモリを切り換える場合、同時に遅延回路7の遅延時間も切り換える構成とした点である。

図1の第1の係数メモリ11には、時間方向内挿回路10に用いられるLPFの特性が、高速度での移動体無線伝送に適した、例えば、帯域幅がナイキスト周波数2 kHzの広帯域幅の特性になる係数値が記憶されている。

一方、第2の係数メモリ12には、例えば、30 Hzのドップラー周波数まで

しか内挿処理できないが雑音低減効果が得られる狭帯域幅の特性になる係数値が記憶されている。

そのため、操作装置13で、第1の係数メモリ11を選択すると、高速度での移動体無線に対する耐性が高い伝送装置の特性が得られるようになる。また、操作装置13で第2の係数メモリ12を選択すると、移動体無線に対する耐性は下がるもの、符号誤り率が低くて、良質な情報符号を遠方まで伝送することができる伝送装置の特性が得られるようになる。

すなわち、操作装置13による切り換え操作一つで、用途に応じた特性に容易に変えられる伝送装置が得られる。

【0013】

一方、前述したように、帯域のカットオフ周波数を2kHzにしても、実際に使用可能な周波数は、この約1/8の250Hzとなる。この約1/8の比率を保持したまま帯域を狭めるためには、通常、より大きなタップ数のフィルタが必要になる。また、時間方向の内挿演算を実施する時間方向内挿回路の場合、このタップ数の増加は、そのままシンボル単位の遅延時間の増加に結びつく。無線伝送装置の場合、この遅延時間を極力短くする必要があるが、遅延回路7の遅延時間を時間方向内挿回路のタップ数に合わせて設定すると、タップ数が少なくとも良い広帯域の時間方向内挿回路を選択したときは、無駄な遅延時間が発生することになる。

制御回路18は、この無駄を避けるために設けたものである。つまり、操作装置のスイッチ操作で係数メモリを切り換えるときは、制御回路18を介して、同時に各係数のタップ数に応じた遅延時間になるように遅延回路7を制御する。

この制御により、遅延時間の無駄が省け、目標の特性に応じた効率の良い伝送装置を構成することができる効果が得られる。

なお本実施例では、回路規模の増加を防ぐため、特性が異なる2つの時間方向内挿回路を設けて切り換えるのではなく、用いる係数値を変更する例を示した。しかし、実際に特性が異なる2種類の時間方向内挿回路を設けて切り換えるようにしても良いのは明らかである。

この様に、本実施例を用いると、各用途毎に、それぞれ専用の伝送装置を使用

するような無駄が生じることがなく、また現場における伝送状況の急変にも容易に対応できる使い勝手の良好な、同期変調方式を用いるO F D M方式の伝送装置を得ることができる。また以上の効果は、高速度での移動体無線に対する耐性を損なうことなく実現できる。

【0014】

次に、本発明の第2の実施例について説明する。

この第2の実施例と上記第1の実施例との違いは、上記第1の実施例が、図10に示すように、時間方向に一定の間隔でパイロット信号SPが挿入されている場合を前提としているのに対し、図2に示すように、パイロット信号が時間方向に連続的に挿入されているキャリア構造としていることである。ここで、図2では、パイロット信号がまばらに挿入される図10のキャリア構造との差を明確にするため、パイロット信号を挿入する位置を表す記号を、連続的に挿入されていることを強調したCP(Continual Pilot)に変えて示している。

図2のキャリア構造の場合、パイロット信号CPは、時間方向の各シンボル毎に連続して挿入されている。

そのため、キャリア方向の内挿演算では、パイロット信号CPをそのまま使用することができ、時間方向の内挿演算では、基準信号ベクトルを再生する必要がない。

即ち、図2のキャリア構造とすれば、基本的には、図3に示すように時間方向内挿回路を必要としない回路構成により、基準信号ベクトルを再生できる。

ところで、高速度での移動体無線に対する耐性を上げるには、ドップラー現象により発生しパイロット信号に含まれる高周波成分を、正しく内挿して再生する必要がある。なお、正しく再生できる高周波成分の周波数の限界が、ここで用いられる伝送装置の高速度での移動体無線に対する耐性の限界を決める。

【0015】

図10のように、パイロット信号SPが間欠的に挿入されている場合は、時間方向の内挿演算が不可欠であるが、この時間方向の内挿演算は、ドップラー現象により発生する高周波成分のレベルを低減もしくは削除してしまう欠点がある。

これに対し、図2のキャリア構造では、基本的には時間方向内挿回路を用いる

必要がない。そのため、ドップラー現象により発生する高周波成分を含むパイロット信号CPを、そのまま用いて基準信号ベクトルを再生することができ、高速度での移動体無線に対する最も高い耐性を得ることができる効果が得られる。

しかしながら、このキャリア構造では、パイロット信号CPに混入した雑音が再生された基準信号ベクトルの中にそのまま混入し、復調された情報符号の符号誤り率が増加する欠点がある。

この欠点を補うため、この第2の実施例では、基準信号ベクトルを再生するための図3の基本的な回路に、さらに図4に示すような、雑音低減用のLPF14を付加する。そして、操作装置17により、制御回路18を介してスイッチ17aを切換え制御し、受信したパイロット信号CPを、雑音低減用のLPF14を通した後にキャリア方向内挿回路8に入力する経路と、受信したCP信号を直接キャリア方向内挿回路8に入力する経路とに切り換えて使用する構成にする。

更に、雑音低減用のLPF14の外部に、雑音低減用のLPF14の帯域幅が遠方への伝送に適した、前述第1の実施例の係数メモリ12と同様の狭帯域幅の特性になる係数値を記憶する第1の係数メモリ15と、雑音低減用のLPF14の帯域幅が比較的高速度での移動体無線伝送に適した、前述第1の実施例の係数メモリ11と同様のやや広帯域幅の特性になる係数値を記憶する第2の係数メモリ16を設け、その係数メモリを操作装置17のスイッチ17a, 17bで切り換えて使用する構成にする。

このような回路構成を有する伝送装置では、スイッチ17aを、受信したCP信号を直接キャリア方向内挿回路8に入力する経路側に切り換えることにより、図10に示すキャリア構造を有する伝送装置より、更に高速度での移動体無線に対する耐性が高い伝送装置を実現できる効果が得られる。

【0016】

また、操作装置17によってスイッチ17aと17bを切り換えて制御し、CP信号を、第1の係数メモリ15に記憶された係数値を用いた雑音低減用のLPF14を介してキャリア方向内挿回路8に接続する経路側に切り換えることにより、移動体無線に対する耐性は低下するが、符号誤り率が低く良質な情報符号を遠方まで伝送することができる伝送装置を実現できる効果が得られる。

更にまた、操作装置17によってスイッチ17aと17bを切り換え制御して、CP信号を、第2の係数メモリ16に記憶された係数値を用いた雑音低減用のLPF14を介してキャリア方向内挿回路8に接続する経路側に切り換えることにより、図10に示すキャリア構造を有する従来の伝送装置と同程度の移動体無線に対する耐性を有しながら、従来の伝送装置より符号誤り率が低く良質な情報符号を遠方まで伝送することができる伝送装置を実現できる効果が得られる。

そして、高速度での移動体無線に対する耐性が従来の伝送装置より高く、あるいは従来の伝送装置より符号誤り率が低くて遠方までの伝送が可能になり、かつこれらの幅広い用途に適した特性を、操作装置のスイッチ操作一つで容易に使い分けられる使い勝手の良い伝送装置を実現できる。

そのため、各用途に適したそれぞれの伝送装置を用意しなければならないと言った無駄が生じることがなく、また現場における状況(伝送形態)の急変に容易に対応可能な、使い勝手の良好な同期変調方式を用いるOFDM方式の伝送装置を得ることができる。

なお、制御回路18は、第1の実施例と同様に無駄な遅延時間の発生を避けるために設けたものであり、同じ動作のため、ここでは説明を省略する。

【0017】

また、第2の実施例において、雑音低減用のLPF14としてタップ数が偶数のLPFを用いると、LPFから出力される基準信号ベクトルには、1/2シンボル時間分の位相ずれが発生する。単に雑音を低減するための通常のLPFでは、この位相ずれは何の問題も生じない。しかし、基準信号ベクトルの雑音を低減する第2の実施例で用いる雑音低減用のLPFの場合、この位相ずれはそのまま基準信号の位相歪みとなって現れるため、致命的な欠陥となる。

従って、第2の実施例において、雑音低減用のLPF14としては、位相ずれが生じないタップ数が奇数のLPFを用いることが必須になる。

また、上記第2の実施例において、受信したCP信号を直接キャリア方向内挿回路8に入力する経路を設ける代わりに、例えば、タップ数が1で、係数値が1のフィルタのように、CP信号を直接キャリア方向内挿回路8に入力した場合と同等の特性を有する係数値を用いた雑音低減用のLPF14を通して接続するよ

うにしても良いのは明らかである。

【0018】

【発明の効果】

以上、本発明を用いると、各用途に適したそれぞれの伝送装置を用意しなければならないと言った無駄が生じることがなく、また現場における状況(伝送形態)の急変に容易に対応可能な、使い勝手の良好な同期変調方式を用いるO F D M方式の伝送装置を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の基準信号ベクトル再生部の第1の実施例の構成を示すブロック図

【図2】

本発明の第2の実施例におけるキャリア構造を示す模式図

【図3】

本発明の基準信号ベクトル再生部の第2の実施例の基本構成を示すブロック図

【図4】

本発明の基準信号ベクトル再生部の第2の実施例の構成を示すブロック図

【図5】

地上波ディジタル放送方式におけるキャリア構造の一例を説明する模式図

【図6】

地上波ディジタル放送方式におけるキャリア配置の一例を説明する模式図

【図7】

64 QAM方式における信号点配置を説明する模式図

【図8】

受信側における受信信号の信号点の位置、位相変化を説明する模式図

【図9】

従来の受信装置の基準信号ベクトル再生部の構成を示すブロック図

【図10】

地上波ディジタル放送方式におけるキャリア配置の一例を説明する模式図

【図11】

キャリアの時間方向の内挿状況を説明する模式図

【図12】

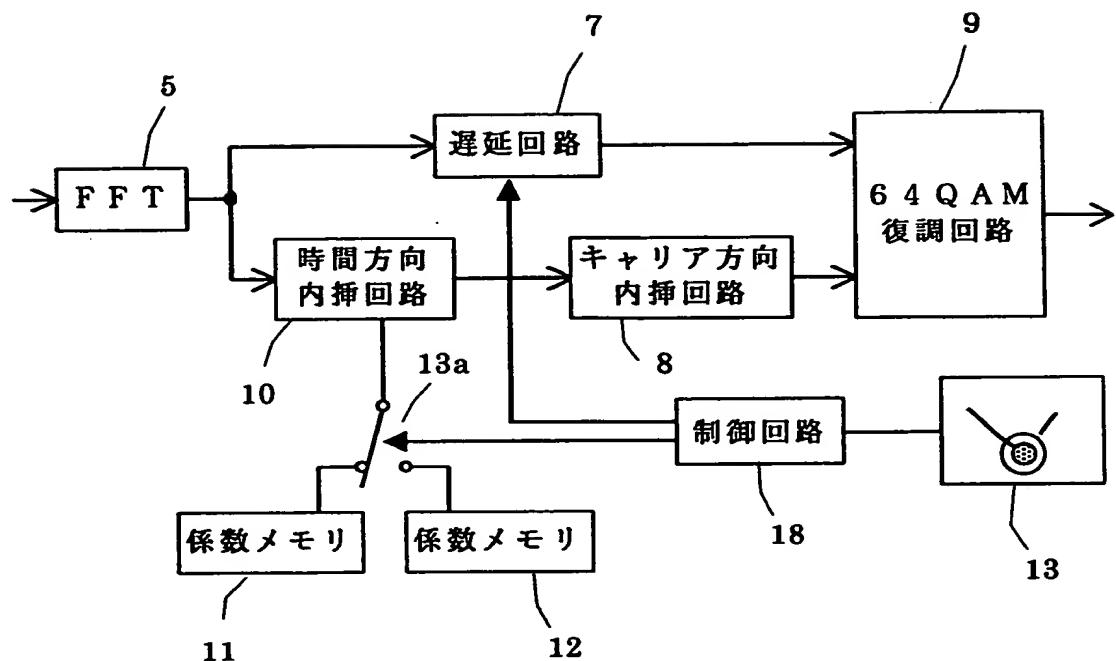
キャリアの周波数方向の内挿状況を説明する模式図

【符号の説明】

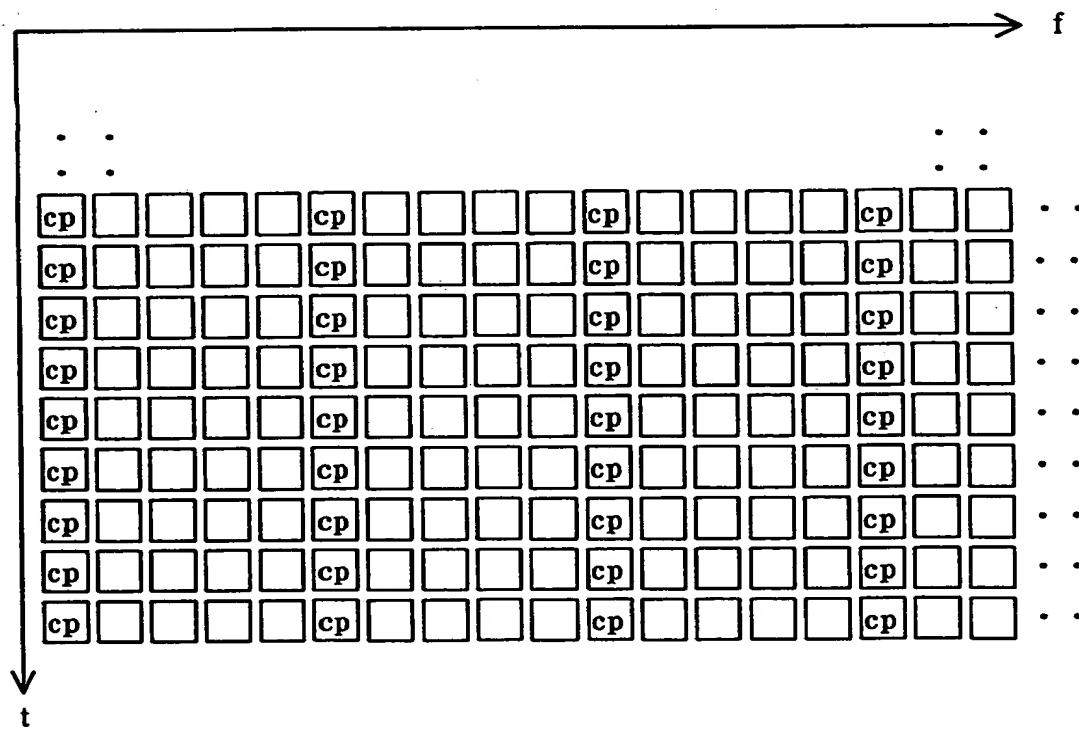
1, 2 : S P、 5 : F F T回路、 7, 7' : 遅延回路、 8 : キャリア方向内挿回路、 9 : 64 QAM復調回路、 10 : 時間方向内挿回路、 11, 12, 15, 16 : 係数メモリ、 13, 17 : 操作装置、 13a, 17a, 17b : スイッチ、 14 : 雑音低減用の L P F、 18 : 制御回路。

【書類名】 図面

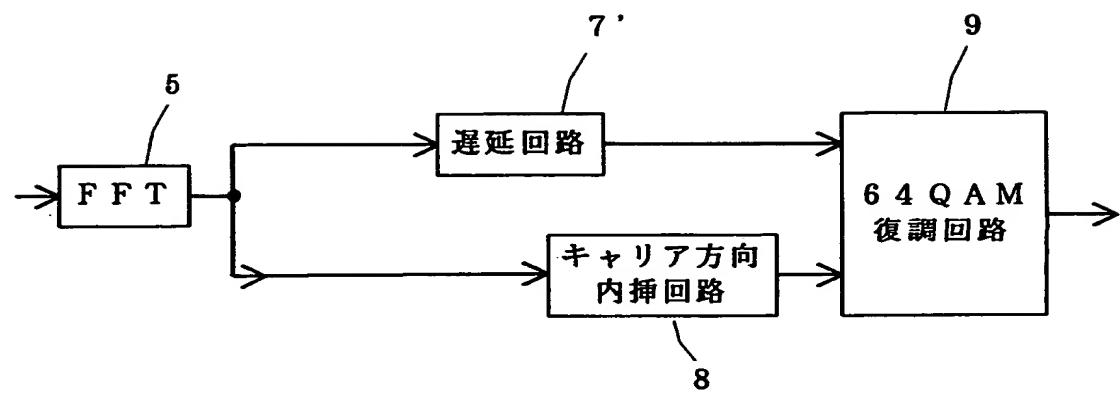
【図1】



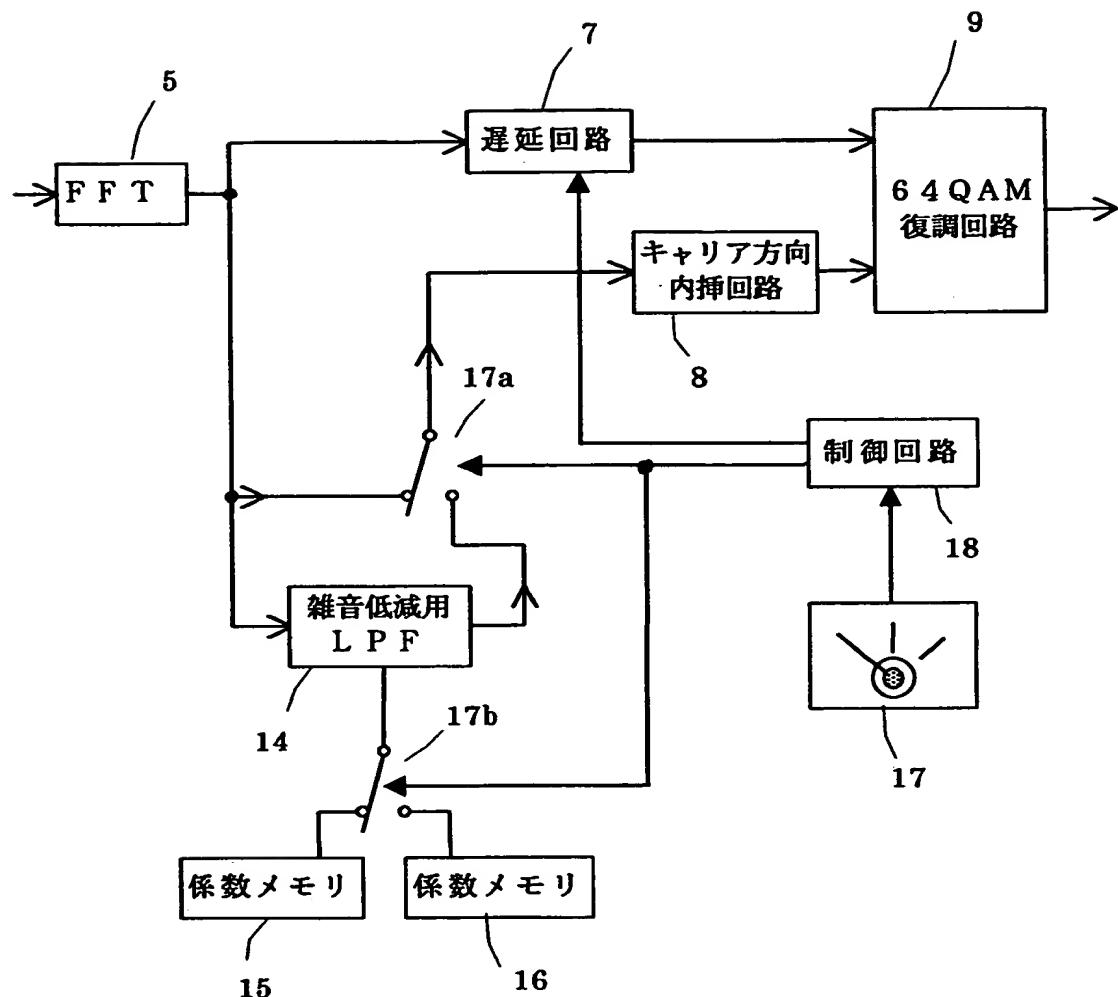
【図2】



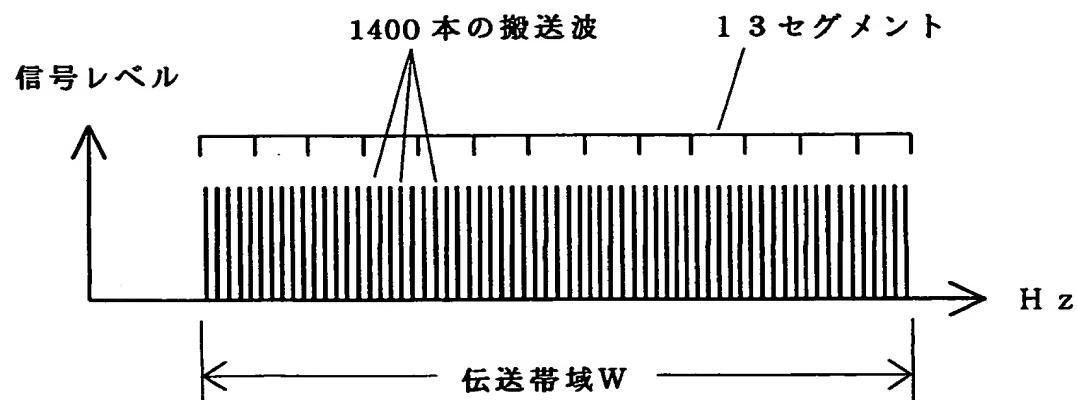
【図3】



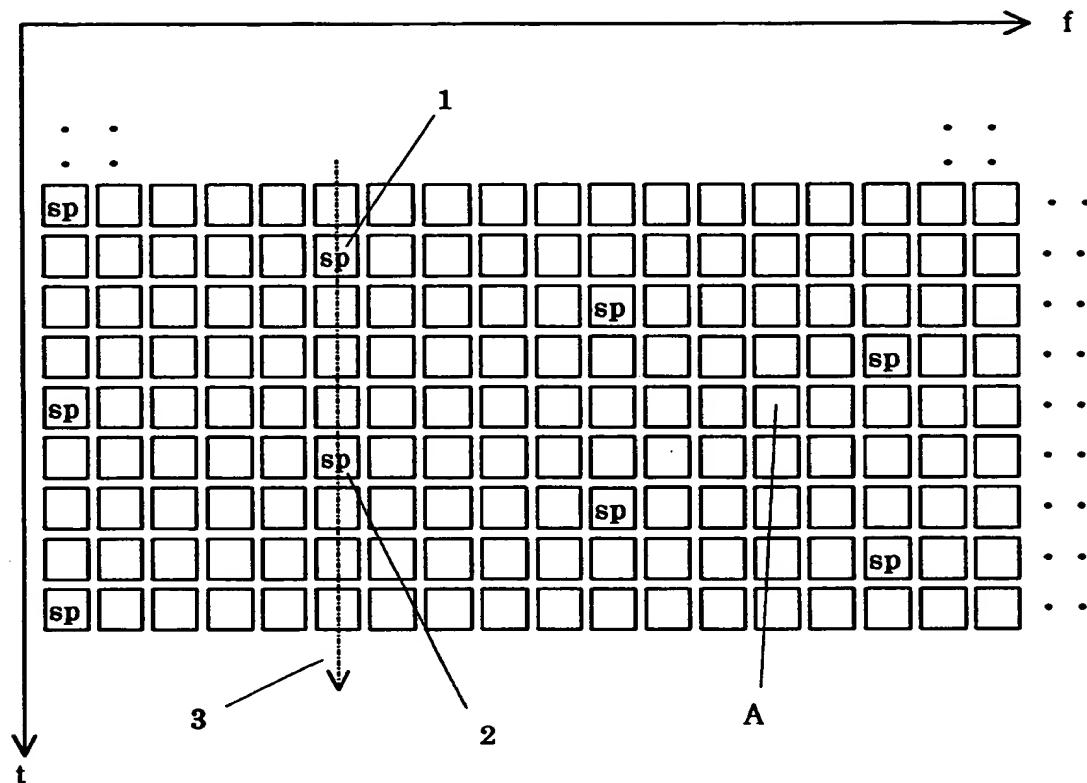
【図4】



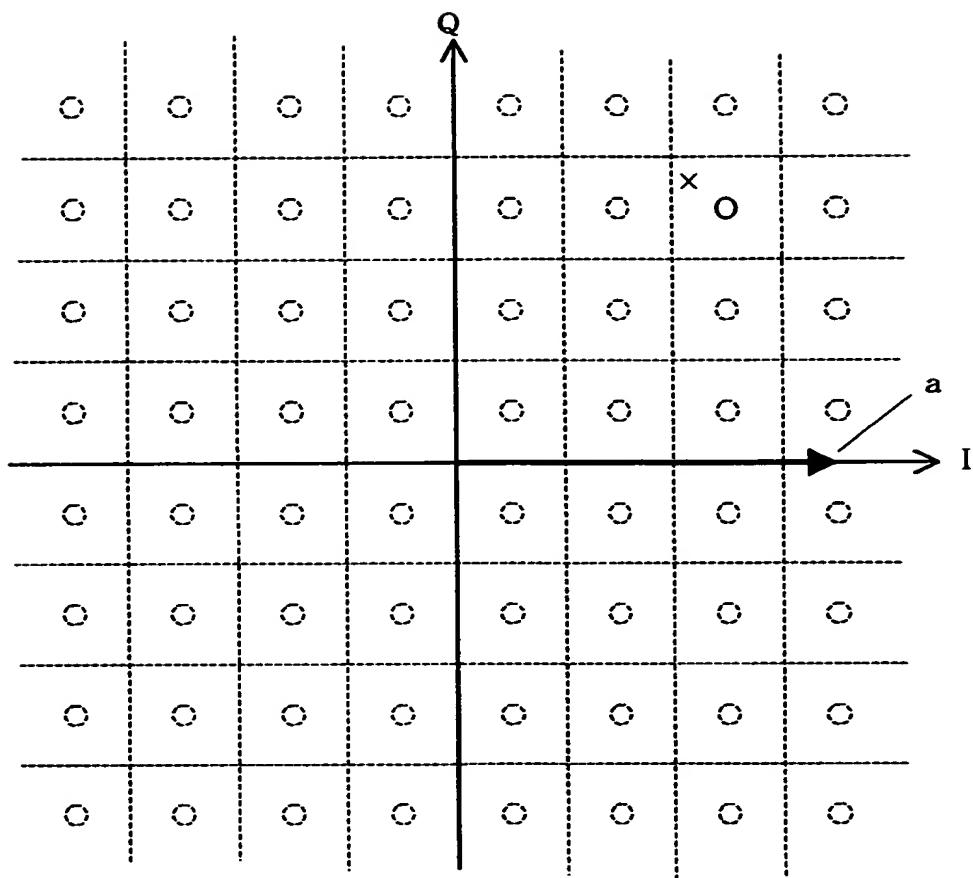
【図5】



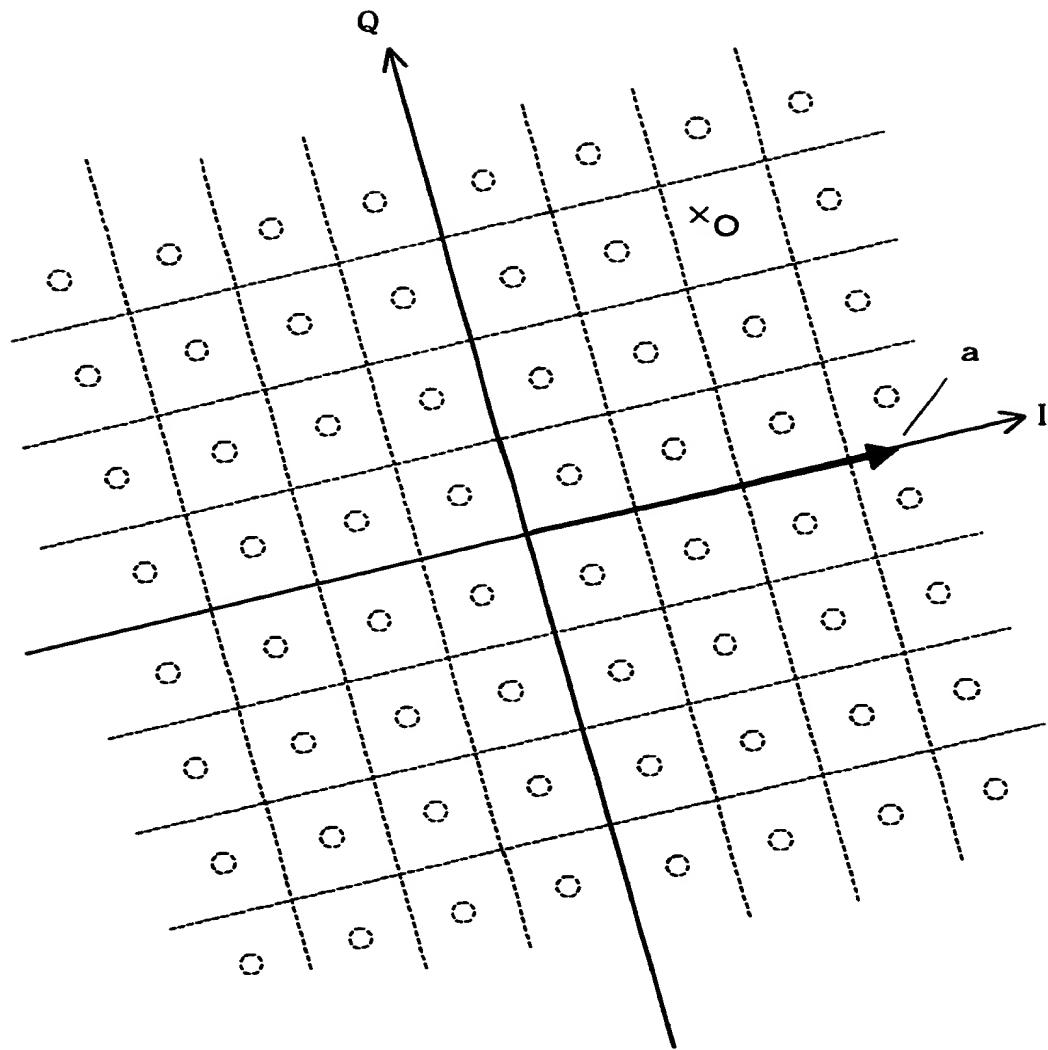
【図6】



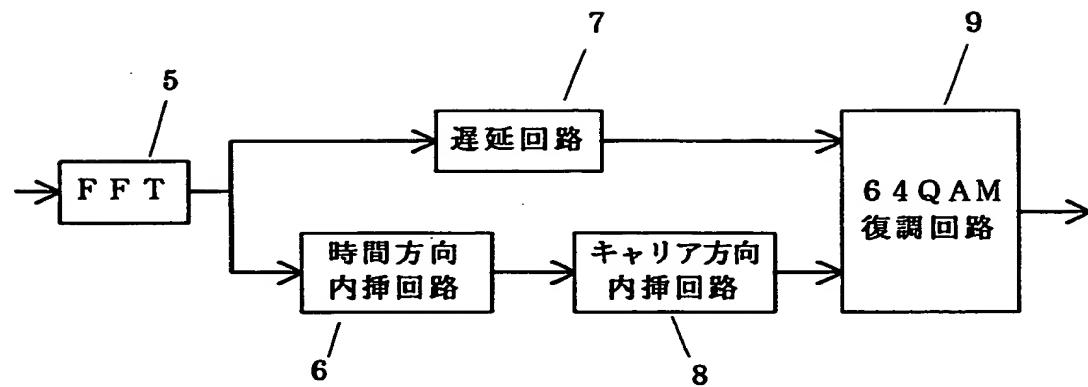
【図7】



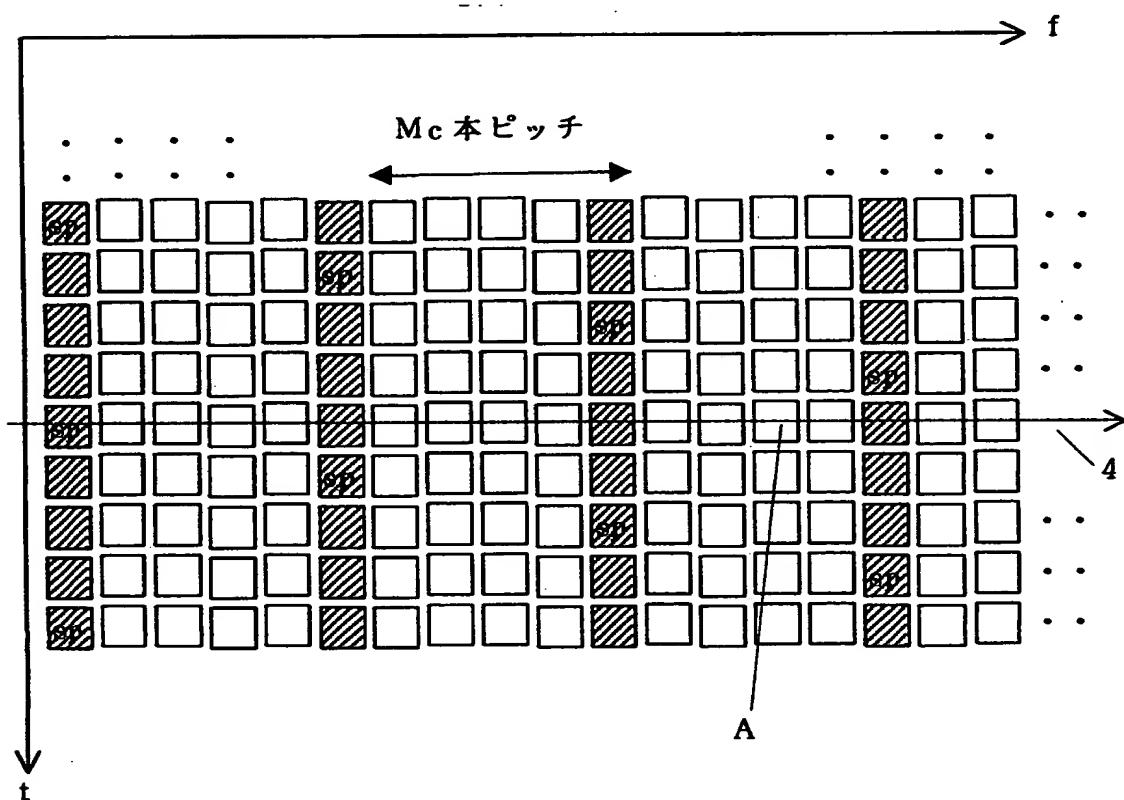
【図8】



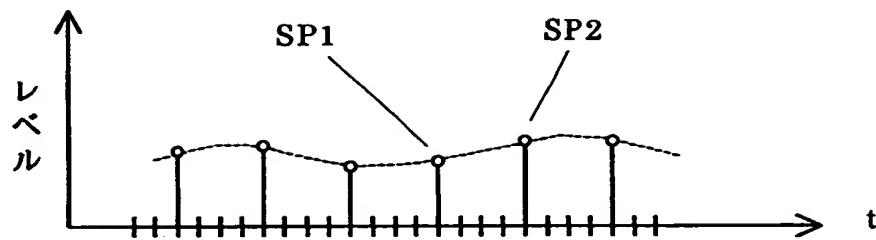
【図9】



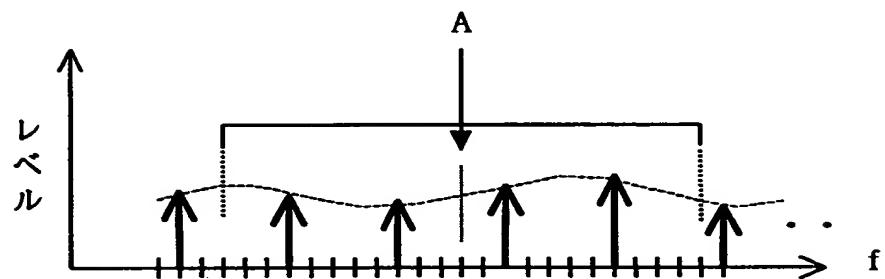
【図10】



【図11】



【図12】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 伝送状況に応じ、高速度での移動体無線伝送に適した伝送装置と遠方への伝送に適した伝送装置とに容易に使い分けることができる使い勝手の良好な伝送装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 複数本のキャリアを用いて情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調方式の伝送装置であって、上記複数本のキャリアには、受信信号の復調の際の基準信号ベクトルを再生するのに用いられるパイロット信号が時間方向に所定シンボル間隔で、キャリア方向に所定キャリア間隔で挿入されている伝送装置において、受信信号から抽出したパイロット信号を内挿演算して基準信号ベクトルを再生する回路部に、少なくとも上記パイロット信号を時間方向に内挿演算して基準信号ベクトルを再生する時間方向内挿回路を有すると共に、該時間方向内挿回路の帯域制限特性を伝送状況に応じ切り換える手段を有する構成としたものである。

【選択図】 図1

【書類名】出願人名義変更届（一般承継）

【あて先】特許庁長官 殿

【事件の表示】

【出願番号】特願2000-192323

【承継人】

【識別番号】000001122

【氏名又は名称】株式会社日立国際電気

【代表者】遠藤 誠

【連絡先】電話番号 042-322-3111（知的財産部）

【提出物件の目録】

【物件名】承継人であることを証明する書面 1

【援用の表示】特願2000-637号の出願人名義変更届に添付のものを援用する。

【プルーフの要否】要

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-192323
受付番号	50100107657
書類名	出願人名義変更届（一般承継）
担当官	金井 邦仁 3072
作成日	平成13年 2月14日

＜認定情報・付加情報＞

【提出日】	平成13年 1月26日
【承継人】	申請人
【識別番号】	000001122
【住所又は居所】	東京都中野区東中野三丁目14番20号
【氏名又は名称】	株式会社日立国際電気

次頁無

出願人履歴情報

識別番号 [000005429]

1. 変更年月日 1994年 5月 6日

[変更理由] 住所変更

住 所 東京都千代田区神田和泉町1番地

氏 名 日立電子株式会社

出願人履歴情報

識別番号 [000001122]

1. 変更年月日 1993年11月 1日
[変更理由] 住所変更
住 所 東京都中野区東中野三丁目14番20号
氏 名 国際電気株式会社

2. 変更年月日 2000年10月 6日
[変更理由] 名称変更
住 所 東京都中野区東中野三丁目14番20号
氏 名 株式会社日立国際電気

3. 変更年月日 2001年 1月 11日
[変更理由] 名称変更
住 所 東京都中野区東中野三丁目14番20号
氏 名 株式会社日立国際電気